



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
BUNDESAMT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

Int. Cl.³: H 02 P 13/18

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein
Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978



PATENT A5

11

631 297

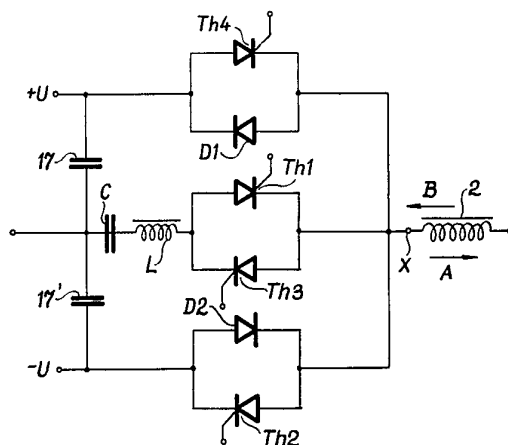
21	Gesuchsnummer:	14218/77	73	Inhaber:	Epítőgegyarto Vallalat, Budapest (HU)
22	Anmeldungsdatum:	17.11.1977			
30	Priorität(en):	06.12.1976 HU EI 718	72	Erfinder:	Zoltan Avar, Budapest (HU) Lajos Salavetz, Budapest (HU)
24	Patent erteilt:	30.07.1982			
45	Patentschrift veröffentlicht:	30.07.1982	74	Vertreter:	Rottmann Patentanwälte AG, Zürich

54 Verfahren zur Erzeugung in einer gesteuerten Stromrichterschaltung eines der vorgeschriebenen Steuerspannung proportionalen Ausgangsstromes.

57 In einem gesteuerten Stromrichter ist zwischen dem positiven Pol (+u) einer Gleichstromsammelschiene und einem gemeinsamen Anschlusspunkt (x) ein erster Schaltzweig (Th 4, D1), und zwischen dem negativen Pol (-u) der Gleichstromsammelschiene und dem gemeinsamen Anschlusspunkt (x) ein zweiter Schaltzweig (Th 2, D2) angeordnet.

Für den störungsfreien und sicheren Betrieb während des Durchlass-Zustandes des ersten Schaltzweiges, muss ein erster Arbeitsthyristor (Th4) und ein in Reihe geschalteter Löschthyristor (Th3) fortlaufend in Durchlassrichtung gesteuert sein. Der Durchlass-Zustand des ersten Schaltzweiges wird in einem von einem augenblicklichen Wert der Steuerspannung abhängenden Kommutationszeitpunkt durch die Ansteuerung des ersten Löschthyristors (Th 1) beendet. Die Ansteuerung des ersten Löschthyristors (Th 1) wird bis zum Ende des Durchlass-Zustandes des zweiten Schaltzweiges fortlaufend aufrechterhalten. Ein zweiter Arbeitsthyristor (Th 2) wird gegenüber dem Beginn der Ansteuerung des ersten Löschthyristors (Th 1) nach einer wenigstens mit der Halbperiode des Schwingkreises (L, C) identisch langen Verzögerung in Durchlassrichtung gesteuert. Diese Steuerung wird bis zum Ende des Durchlass-Zustandes des zweiten Schaltzweiges fortlaufend aufrechterhalten. Ein Endzeitpunkt wird durch die Ansteuerung des zweiten Löschthyristors (Th 3) wenigstens mit der genannten Verzögerung früher

eingestellt als der Beginn einer nächsten Öffnung des ersten Schaltzweiges. Die fortlaufende Ansteuerung des zweiten Löschthyristors (Th 3) beginnt bei diesem Endzeitpunkt.



PATENTANSPRÜCHE

1. Verfahren zur Erzeugung in einer gesteuerten Stromrichterschaltung eines der vorgeschriebenen Steuerspannung proportionalen Ausgangsstromes, wobei in dem gesteuerten Stromrichter zwischen dem positiven Pol einer Gleichstromsammelschiene und einem gemeinsamen Anschlusspunkt ein erster Schaltzweig, zwischen dem negativen Pol der Gleichstromsammelschiene und dem gemeinsamen Anschlusspunkt ein zweiter Schaltzweig angeordnet ist und der erste Schaltzweig aus einem zwischen den positiven Pol der Gleichstromsammelschiene und den gemeinsamen Anschlusspunkt (X) geschalteten ersten Arbeitsthyristor (Th4) und einer in Sperrrichtung geschalteten ersten Diode (D1) und der zweite Schaltzweig aus einem zwischen den negativen Pol der Gleichstromsammelschiene und den gemeinsamen Anschlusspunkt (X) geschalteten zweiten Arbeitsthyristor (Th2) und einer in Sperrrichtung geschalteten zweiten Diode (D2) besteht, ferner zwischen einem reellen oder virtuellen Nullpotentialpol der Gleichstromsammelschiene und dem gemeinsamen Anschlusspunkt (X) ein Löschstromkreis angeordnet ist, der aus einem Schwingkreis mit einer Induktivität (L) und einer Kapazität (C) sowie aus zwei antiparallel geschalteten, das Löschen steuernden Löschtthyristoren (Th1 und Th3) besteht, wobei durch abwechselndes Öffnen und Schliessen des ersten und des zweiten Schaltzweiges der gemeinsame Anschlusspunkt abwechselnd mit dem positiven bzw. negativen Pol der Gleichstromsammelschiene verbunden wird, und zwischen den jeweiligen Startzeitpunkten von zwei aufeinanderfolgenden Durchlässen des ersten Schaltzweiges eine bestimmte Zykluszeit eingestellt wird, und innerhalb jedes Zyklus das Verhältnis zwischen der zum Durchlass-Zustand des ersten Schaltzweiges gehörenden Zeitspanne und der zum Durchlass-Zustand des zweiten Schaltzweiges gehörenden Zeitspanne proportional dem augenblicklichen Wert der Steuerspannung eingestellt wird und die Zykluszeit kürzer gewählt wird als ein Viertel der Periodenzeit der Grundschwingungen der Steuerspannung, dadurch gekennzeichnet, dass zwecks störungsfreiem und sicherem Betrieb während des Durchlass-Zustandes des ersten Schaltzweiges der erste Arbeitsthyristor (Th4) und der damit in der Reihe geschaltete und das Löschen des zweiten Arbeitsthyristors (Th2) verursachende zweite Löschtthyristor (Th3) fortlaufend in Durchlassrichtung gesteuert werden, und der Durchlass-Zustand des ersten Schaltzweiges in dem von dem augenblicklichen Wert der Steuerspannung abhängenden Kommutationszeitpunkt durch die Ansteuerung des ersten Löschtthyristors (Th1) beendet wird, wobei die Ansteuerung des ersten Löschtthyristors (Th1) bis zum Ende des Durchlass-Zustandes des zweiten Schaltzweiges fortlaufend aufrechterhalten wird, der zweite Arbeitsthyristor (Th2) gegenüber dem Beginn der Ansteuerung des ersten Löschtthyristors (Th1) nach einer wenigstens mit der Halbperiode des Schwingkreises identisch langer Verzögerung in Durchlassrichtung angesteuert und diese Steuerung bis zum Ende des Durchlass-Zustandes des zweiten Schaltzweiges fortlaufend aufrechterhalten wird, dieser Endzeitpunkt durch die Ansteuerung des zweiten Löschtthyristors (Th3) wenigstens mit der genannten Verzögerung früher als der Beginn des nächsten Durchlasses des ersten Schaltzweiges eingestellt wird, und die fortlaufende Ansteuerung des zweiten Löschtthyristors (Th3) bei diesem Endzeitpunkt beginnt.

2. Steuermittel zur Ausführung des Verfahrens nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass zwischen den gemeinsamen Anschlusspunkt und den Nullpunkt bzw. virtuellen Nullpunkt der Gleichstromsammelschiene eine induktive Impedanz geschaltet ist und dass der Zündimpulseingang der Thyristoren mit einem Steuerstromkreis verbunden ist, wobei der Zykluseingang des Steuerstromkreises (8) mit einem den Öffnungsrythmus der Schaltzweige bestimmenden Impuls-

generator (16) verbunden ist und sein Steuereingang an einen Steuerspannungsgenerator (6) angeschlossen ist, welcher das Verhältnis der Öffnungszeiten der beiden Schaltzweige innerhalb der einzelnen Zyklen bestimmt.

3. Steuermittel nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass an den Steuerspannungsgenerator (6) eine frequenzeinstellende Einheit (12) angeschlossen ist.

4. Steuermittel nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass an den Steuerspannungsgenerator (6) eine amplitudeneinstellende Einheit (14) angeschlossen ist.

5. Steuermittel nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass der Steuerstromkreis (8) einen Komparator (18), eine verzögernde Schaltung (19), eine logische Schaltung (20) und Gatterschaltungen, insbesondere UND-Gatter (22 bis 25) enthält und der eine Eingang des Komparators (18) mit dem Ausgang des Steuerspannungsgenerators (6), der andere Eingang des Komparators (18) mit einem Sägezahnsignal-Ausgang (34) des Impulsgenerators verbunden ist, die Verzögerungsschaltung (19) zwischen den Ausgang des Komparators (18) und einem ersten Eingang der logischen Schaltung (20) geschaltet ist, der Ausgang des Komparators (18) mit einem zweiten Eingang der logischen Schaltung (20) unmittelbar verbunden ist, und ein dritter Eingang der logischen Schaltung (20) an einem Impuls- ausgang (35) des Impulsgenerators (16) angeschlossen ist, ferner die Gattersignalausgänge der logischen Schaltung (20) an die Gattereingänge der Gatterschaltungen angeschlossen sind und je ein Eingang der Gatterschaltungen mit einem hochfrequente Nadelimpulse herstellenden Zündimpuls-generator (21) verbunden ist und die Ausgänge der Gatterschaltungen entweder unmittelbar oder über leistungsverstärkende Inverter (26 bis 29) an Zündimpulstransformatoren (30 bis 33) angeschlossen sind, deren Ausgänge mit den Steuerelektroden der Thyristoren (Th1 bis Th4) des Kommutierungskreises (10) verbunden sind.

6. Steuermittel nach einem der Ansprüche 2 bis 5 für die Erzeugung von dreiphasigem Strom veränderlicher Frequenz und Grösse aus Gleichspannung, in einer Stromrichterschaltung, welche pro Phase je einen Kommutierungskreis aufweist, und wobei die Anschlusspunkte (X_R , X_S und X_T) der drei Kommutierungskreise (101, 102 und 103) an drei Phasenleitungen (36, 37 und 38) angeschlossen sind, dadurch gekennzeichnet, dass es einen eine dreiphasige Steuerspannung erzeugenden Steuerspannungsgenerator (6) und für jede Phase dieses Generators je einen Ausgang aufweist, und für jeden Kommutierungskreis (101, 102 und 103) einen mit diesem verbundenen Steuerstromkreis (81, 82 und 83) enthält, und dass ein für alle drei Phasen gemeinsamer Impuls-generator (16) vorgesehen ist, und die Steuerspannungseingänge der Steuerstromkreise (81, 82 und 83) mit den Ausgängen des Steuerspannungsgenerators (6) verbunden sind.

7. Steuermittel nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, dass an die Gleichstromsammelschiene (45) ein das Anwachsen der Gleichspannung erfassender Spannungsfühler (52) angeschlossen ist und der Steuerspannungsgenerator (6) mit einem der Steuerspannungseingänge über eine Regeleinheit (51) verbunden ist, wobei der Steuereingang der Regeleinheit (51) mit dem Ausgang des Spannungsfühlers (52) verbunden ist.

8. Steuermittel nach einem der Ansprüche 2 bis 5 zur Erzeugung von veränderlicher Gleichspannung aus einem dreiphasigen Netz, wobei pro Phase ein Kommutierungskreis und mit diesem verbundene Steuerstromkreise und ein für alle drei Phasen gemeinsamer Impuls-generator vorhanden ist, dadurch gekennzeichnet, dass die Anschlusspunkte (X_R , X_S und X_T) der Kommutierungskreise (101, 102, 103) über je eine Drosselwicklung (46, 47 und 48) an die Zweige des dreiphasigen Netzes angeschlossen sind, und die Steuerspannungseingänge der Steuerstromkreise (81, 82 und 83) über eine amplitudeneinstellende Einheit insbesondere über ein Potentiometer (140), an das

dreiphasige Netz angeschlossen sind.

Die Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zur Erzeugung in einer gesteuerten Stromrichterschaltung eines der vorgeschriebenen Steuerspannung proportionalen Ausgangsstromes, wobei in dem gesteuerten Stromrichter zwischen dem positiven Pol einer Gleichstromsammelschiene und einem gemeinsamen Anschlusspunkt ein erster Schaltzweig, zwischen dem negativen Pol der Gleichstromsammelschiene und dem gemeinsamen Anschlusspunkt ein zweiter Schaltzweig angeordnet ist und der erste Schaltzweig aus einem zwischen den positiven Pol der Gleichstromsammelschiene und den gemeinsamen Anschlusspunkt geschalteten ersten Arbeitsthyristor und einer in Sperrichtung geschalteten ersten Diode und der zweite Schaltzweig aus einem zwischen den negativen Pol der Gleichstromsammelschiene und den gemeinsamen Anschlusspunkt geschalteten zweiten Arbeitsthyristor und einer in Sperrichtung geschalteten zweiten Diode besteht. Zwischen einem reellen oder virtuellen Nullpotentialpol der Gleichstromsammelschiene und dem gemeinsamen Anschlusspunkt ist ein Löschstromkreis angeordnet, der aus einem Schwingkreis mit einer Induktivität und einer Kapazität sowie aus zwei antiparallel geschalteten, das Löschen steuernden Löschtthyristoren besteht, wobei durch abwechselndes Öffnen und Schliessen des ersten und des zweiten Schaltzweiges der gemeinsame Anschlusspunkt abwechselnd mit dem positiven bzw. negativen Pol der Gleichstromsammelschiene verbunden wird, und zwischen den jeweiligen Startzeitpunkten von zwei aufeinanderfolgenden Durchlässen des ersten Schaltzweiges eine bestimmte Zykluszeit eingestellt wird, und innerhalb jedes Zyklus das Verhältnis zwischen der zum Durchlass-Zustand des ersten Schaltzweiges gehörenden Zeitspanne und der zum Durchlass-Zustand des zweiten Schaltzweiges gehörenden Zeitspanne proportional dem augenblicklichen Wert der Steuerspannung eingestellt wird und die Zykluszeit kürzer gewählt wird als ein Viertel der Periodenzeit der Grundschnung der Steuerspannung.

Die Erfindung geht dabei von einem Stand der Technik aus, wie er durch «Brown Boveri Mitteilungen» 51 (1964), Seiten 555 bis 577, bekannt ist, die einen geregelten Drehstrom-Umkehrantrieb mit gesteuertem Umrichter betreffen. Werden die Spannungszeitflächen einer Speise-Wechselspannung hinreichend klein gewählt, so ändert der Fluss eines magnetischen Kreises seinen Wert praktisch nur mit dem Mittelwert der jeweiligen Spannung. Wird eine Wicklung mit einer hinreichend hochfrequenten rechteckförmigen Wechselspannung gespeist, bleibt der Fluss praktisch Null, solange die positiven und negativen Spannungszeitflächen gleich gross sind. Ändert man die positiven und negativen Spannungszeitflächen, indem man die Zeiten der anstehenden positiven und negativen Spannungen konstanter Amplitude variiert, so vergrössert oder verkleinert sich der Mittelwert der Speisespannung. Diese Möglichkeit wird bei diesem Verfahren zur Drehzahlregelung ausgenutzt, um aus solchen Spannungszeitflächen Gleich- oder Wechselspannungen beliebiger Form zu erzeugen.

Aus der US-PS 3 935 528 ist ferner eine Stromrichtersteuerung bekannt, die weitgehend der Fig. 4 der nachfolgenden Beschreibung entspricht, wobei die Ansteuerung eines Löschtthyristors eine Schwingungsperiode eines LC-Schwingkreises einleitet, der Strom des Schwingkreises in entgegengesetzter Richtung zum Strom des Hauptthyristors fliesst und in der Nähe seines Maximums den Hauptthyristor löscht. Nach Beendigung der Schwingungshalbperiode wird der Kondensator des Schwingkreises wieder aufgeladen, jedoch ist seine Polarität

umgekehrt. Dabei ist im Prinzip schon ein einziger Zündimpuls zum Erreichen eines leitenden Zustandes des Löschtthyristors ausreichend, in der Praxis werden jedoch die Zündimpulse dem Löschtthyristor während der ganzen leitenden Perioden zugeführt.

Der Schwingungskreis hat dabei zwei Aufgaben. Einmal sichert die Entladung des Kondensators des Schwingungskreises die Löschung des zugehörigen Hauptthyristors. Zweitens wird durch die Wiederaufladung des Kondensators die Energie zur Verfügung gestellt, die für die nächste Löschung erforderlich ist.

Nachfolgend wird erläutert, warum die bekannte Stromrichterschaltung gemäss der in Frage stehenden US-Patentschrift bzw. gemäss Fig. 4 der nachfolgenden Beschreibung nicht zur Verwendung in Verbindung mit dem erwähnten Verfahren bei konventioneller Steuerung geeignet war.

Bei einer konventionellen Steuerung werden die Löschtthyristoren nur für die Dauer der Schwingungshalbperiode des Schwingkreises gezündet. In Fig. 3 der US-PS sind die Zündimpulse dargestellt. Der Löschtthyristor 12 wird zum Zeitpunkt t_0 gezündet. Damit beginnt die Schwingungshalbperiode des Schwingkreises. Wenn der Strom den Wert des Stromes des Hauptthyristors 1 erreicht, löscht der Hauptthyristor 1. Danach kann der zweite Hauptthyristor 2 zum Zeitpunkt t_1 gezündet werden. Die Schwingung des Schwingkreises setzt sich fort und der Kondensator wird entgegengesetzt aufgeladen. Ist der Kondensator aufgeladen, wird der Strom 0 und der Löschtthyristor 12 wird im Zeitpunkt t_2 gelöscht. Die Schwingungshalbperiode des Schwingkreises dauert von t_0 bis t_2 . Aus der US-PS 3 935 528 ergibt sich, dass nach Beendigung der Schwingungshalbperiode der Löschtthyristor nicht mehr gezündet ist. Die weitere Zündung des Löschtthyristors scheint als überflüssig, da im Zeitpunkt t_2 der Kondensator wieder aufgeladen und für die nächste Löschung vorbereitet ist.

In der Beschreibungseinleitung der US-Patentschrift wird ausgeführt, dass die der Gleichspannung überlagerten Störungen die normale Funktion der Steuerung beeinträchtigen können. Ferner wird dort ausgeführt, dass bei nicht erfolgter Löschung des Hauptthyristors gleichzeitig die beiden Hauptthyristoren leiten können, was einen Kurzschluss verursachen und die Hauptthyristoren beschädigen kann. Der Vorschlag gemäss der US-Patentschrift besteht darin, dass man die Grösse der Kondensatorspannung, des Ausgangsstromes und der Gleichspannung misst und aufgrund der gemessenen Werte die Zeit der Zündung des Löschtthyristors geändert wird. Abgesehen von den mit einer solchen Steuerung verbundenen schaltungstechnischen Schwierigkeiten ist eine solche Regelung bei einem Schaltkreis nicht brauchbar, der im Einklang mit dem erwähnten Verfahren durch eine hochfrequente Viereckspannung gesteuert wird. Aus dem letzten Absatz der Spalte 3 bis zum zweiten Absatz der Spalte 4 der US-PS ergibt sich, dass sich der Laststrom bei der Ansteuerung eines jeden Hauptthyristors in seiner Richtung ändert und zeitweilig den Wert 0 annimmt. Dies bedeutet, dass die Schaltung nach dem Phasenschnittprinzip arbeitet, wobei die Schwingungshalbperiode des Schwingkreises im Vergleich zur Leitungsdauer der Hauptthyristoren ziemlich lang ist.

Wenn die Spannung nach dem erwähnten Verfahren arbeitet, soll die Schwingungshalbperiode möglichst kurz gewählt werden, da sie einen Zeitverlust bildet. Aus Fig. 6 der folgenden Beschreibung ist die Schwingungshalbperiode des Löschtthyristors $Th1$ zwischen den Zeitpunkten t_{k1} und t_e ersichtlich. Daraus geht hervor, dass die Schwingungshalbperiode im Vergleich zur Leitungsdauer der Hauptthyristoren viel kürzer ist als bei der Anordnung gemäss der US-PS 2 935 528.

Aus obigem ergibt sich, dass bei Verwendung der Schaltung nach Fig. 4 in Verbindung mit dem erwähnten Verfahren in konventioneller Steuerung die Löschtthyristoren im wesentli-

chen nur für die Dauer der Schwingungshalbperiode, d. h. zwischen t_{k1} und t_{k2} gezündet werden. Die Anmelderin hat eigene Experimente mit einer derartigen Steuerung begonnen. Die Nachteile einer solchen Steuerung sind nachfolgend aufgeführt:

1. Die auf der Gleichspannung überlagerten Störspannungen können mit der Aufladung des Kondensators zeitlich zusammenfallen, und die genügende Aufladung des Kondensators kann nicht mit Sicherheit erreicht werden. Wenn die Kondensatorspannung zu niedrig ist, kann der Löschthyristor seine Funktion nicht erfüllen, was einen Kurzschluss zur Folge hat.

2. Bei der in Fig. 2 und 3 dargestellten Steuerung können die Kommutationszeitpunkte zeitlich genau oder fast zusammenfallen. Das Einschalten eines Hauptthyristors kann eine grosse Last für die Gleichstromseite darstellen und der Wert der Gleichspannung kann plötzlich wesentlich abnehmen.

In einer solchen Situation kann sich der Kondensator des Schwingkreises auch nicht in entsprechendem Masse aufladen, und dadurch kann der Löschthyristor seine Funktion nicht erfüllen.

3. Bei einer Motorsteuerung ist zwischen den Motorwicklungen eine induktive Kopplung vorhanden und eine Stromänderung in einer Wicklung kann in einer anderen Wicklung eine Spannung induzieren. Diese Spannung kann sich auf die Gleichspannung überlagern. Wenn eine solche Spannung mit der Aufladung des genannten Kondensators zeitlich zusammenfällt und ihre Polarität ungünstig ist, kann die Aufladung des Kondensators beseitigt werden.

4. Wenn die Schaltung nach Fig. 4 eingeschaltet wird, ist der Kondensator im energielosen Zustand. Die Aufladung des Kondensators soll vor der ersten Kommutation gesichert werden. Diese Bedingung ist aber sehr schwer zu erfüllen. Wenn der Kondensator nicht aufgeladen ist, kann die normale Funktion der Schaltung nicht beginnen.

Aus diesen Gründen ist ersichtlich, dass die korrekte Aufladung des Kondensators sehr wichtig ist, und diese durch die bekannten Steuerungsmethoden nicht gesichert werden kann.

Es sind schon Methoden zur Beseitigung des Aufladungsproblems bekannt, die getrennte Gleichstromversorgung für die einzelnen Schwingungskreise sichern. Bei Dreiphasenanwendungen wären dazu drei getrennte Gleichrichter erforderlich, was ganz unwirtschaftlich wäre. Bei getrennten Gleichrichtern müssten die Ausgangsspannungen gleich gross gewählt sein, sonst können zwischen den Phasenwicklungen Differenzströme fliessen, die den normalen Lauf des Motors stören können.

Wegen der erwähnten Probleme hat man auf die Verwendung der in Fig. 4 dargestellten Schaltung verzichtet und andere kompliziertere Schaltungsanordnungen und Steuerungen entwickelt.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren in Verbindung mit einer gesteuerten Stromrichterschaltung der eingangs genannten Art vorzuschlagen, mittels welchem eine vergleichsweise einfache Stromrichterschaltung angewendet werden kann.

Diese Aufgabe wird nach dem Verfahren der eingangs genannten Art dadurch gelöst, dass zwecks störungsfreiem und sicherem Betrieb während des Durchlass-Zustandes des ersten Schaltzweiges der erste Arbeitsthyristor und der damit in der Reihe geschaltete und das Löschen des zweiten Arbeitsthyristors verursachende zweite Löschthyristor fortlaufend in Durchlassrichtung gesteuert werden, und der Durchgangszustand des ersten Schaltzweiges in dem von dem augenblicklichen Wert der Steuerspannung abhängenden Kommutationszeitpunkt durch die Ansteuerung des ersten Löschthyristors beendet wird, wobei die Ansteuerung des ersten Löschthyristors bis zum Ende des Durchlass-Zustandes des zweiten Schaltzweiges fortlaufend aufrechterhalten wird, der zweite

Arbeitsthyristor gegenüber dem Beginn der Ansteuerung des ersten Löschthyristors nach einer wenigstens mit der Halbperiode des Schwingkreises identisch langen Verzögerung in Durchlassrichtung angesteuert und diese Steuerung bis zum Ende des Durchlass-Zustandes des zweiten Schaltzweiges fortlaufend aufrechterhalten wird, dieser Endzeitpunkt durch die Ansteuerung des zweiten Löschthyristors wenigstens mit der genannten Verzögerung früher als der Beginn des nächsten Durchlasses des ersten Schaltzweiges eingestellt wird und die fortlaufende Ansteuerung des zweiten Löschthyristors bei diesem Endzeitpunkt beginnt.

Die Erfindung betrifft ferner Steuermittel zur Ausführung des vorgeschlagenen Verfahrens.

Durch die Erfindung wird ein vergleichsweise einfaches Steuerungsverfahren bzw. ein dazugehöriges Steuermittel geschaffen, mit welchem ein Ausgangsstrom beliebiger Form, d. h. auch ein sinusförmiger Dreiphasenstrom erzeugt werden kann und das Netz in günstiger Weise belastet wird, so dass keine besonderen phasenverbessernden Mittel eingesetzt werden müssen, wobei Grösse und Frequenz der Ausgangsspannung gleichzeitig verändert werden können. Dabei ist ein Betrieb in allen vier Quadranten der Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie möglich und bei Rückspeisung in das Netz treten keinerlei Synchronisationsschwierigkeiten auf, und die Signalform des Netzes wird weder im passiven noch im aktiven Betrieb verzerrt.

Bei der als Gleichrichter benutzten Stromrichterschaltung sind die Schwankungen der erzeugten Gleichspannung wesentlich geringer als dies bei bekannten Thyristorgleichrichtern der Fall ist. Infolgedessen ist es nicht notwendig, die von einem derartigen Stromrichter gespeisten Gleichstrommaschinen durch Überdimensionierung vor impulsartigen Störwirkungen zu schützen.

Die Erfindung wird im folgenden an Ausführungsbeispielen anhand der Zeichnung näher erläutert. In der Zeichnung zeigen

Fig. 1 das vereinfachte Blockschaltbild der zu einer Phase gehörenden Stromkreise einer Stromrichterschaltung,

Fig. 2 den zeitlichen Spannungsverlauf am Schaltpunkt X der Schaltung nach Fig. 1,

Fig. 3a, b und c Zeitdiagramme der breitenmodulierten positiven und negativen Spannungsimpulse und des Ausgangsstromes,

Fig. 4 die Schaltung einer Ausführungsform des Kommutierungskreises,

Fig. 5 das Blockschaltbild der zu einem der Kommutierungskreise gehörenden Steuereinheit,

Fig. 6 ein Diagramm, welches die Signalförmigkeit der an den charakteristischen Punkten der Schaltung nach Fig. 5 aufgenommenen Spannungen wiedergibt,

Fig. 7 das Blockschaltbild einer Stromrichterschaltung, die zur Speisung eines dreiphasigen Netzes geeignet ist,

Fig. 8 ein vereinfachtes Schema zur Verwendung der in Fig. 7 dargestellten Schaltung,

Fig. 9 das Schema einer Schaltung, die eine Bremsung durch Symmetrierverschiebung ermöglicht,

Fig. 9a die Schaltung zwischen dem in Fig. 9 dargestellten Spannungsfühler und der Regeleinheit,

Fig. 10 das Blockschaltbild eines mit einer Stromrichterschaltung aufgebauten, geregelten Gleichrichters, und

Fig. 11 das Schema einer Schaltung, die aus einem dreiphasigen Netz einen dreiphasigen Strom veränderlicher Spannung und Frequenz erzeugt und erneut umformt.

In Fig. 1 ist eine gleichrichtende Inverterschaltung gezeigt, die einen aus Thyristoren bestehenden Kommutierungskreis 10, ein mit diesem in Reihe geschaltetes Tiefpassfilter und eine Last 4 enthält. Das Tiefpassfilter kann aus einer induktiven Wicklung 2 bestehen. Bei induktiver Last können Filter und Last zusammengefasst sein. Ein Eingang 3 des Kommutierungs-

kreises 10 ist mit einer positiven Gleichstromspeisespannung, ein Eingang 5 mit einer negativen Gleichstromspeisespannung verbunden. Die Grösse dieser beiden Speisespannungen ist gleich und während der Funktion des Inverters konstant.

Die in den eingeschalteten Zweigen des Kommutierungskreises 10 befindlichen Thyristoren werden durch einen Steuerstromkreis 8 gezündet. Der Steuerstromkreis 8 ist mit einem Impulsgenerator 16 und einem Steuerspannungsgenerator 6 verbunden. Die Frequenz des durch den Steuerspannungsgenerator 6 erzeugten Ausgangssignals wird durch eine frequenzeinstellende Einheit 12, die Amplitude des Signals durch eine amplitudeneinstellende Einheit 14 bestimmt. Bei bestimmten Anwendungsgebieten, bei denen die Amplitude der Steuerspannung in Übereinstimmung mit der Frequenz gewählt werden muss, kann zwischen der frequenzeinstellenden Einheit 12 und der amplitudeneinstellenden Einheit 14 über eine Leitung 11 eine Verbindung aufgebaut werden.

Der dargestellte Inverter dient dem Zweck, aus der zur Verfügung stehenden Gleichspannung eine sinusförmige Erregung veränderlicher Grösse und Frequenz auf die Last 4 zu schalten. Die Aufgabe wird noch allgemeiner, wenn sich der durch die Last 4 fliessende Strom gemäss einer vorgeschriebenen Modulationsfrequenz, d. h. gemäss der Steuerspannung ändern soll.

Abweichend von den herkömmlichen Invertoren werden die Thyristoren des Kommutierungskreises 10 nicht im Rhythmus der Frequenz des zu erzeugenden Wechselstromsignals geschaltet, sondern ihr Schaltrhythmus wird durch die von dem Impulsgenerator 16 abgegebenen Taktsignale bestimmt. Die Last 4 wird in jedem Zyklus einmal mit dem positiven und einmal mit dem negativen Pol der Gleichspannung verbunden. Die einem Nutzsignal entsprechende Information wird innerhalb der einzelnen Zyklen durch das Verhältnis zwischen den Zeitspannen der positiven und der negativen Schaltabschnitte bestimmt.

In Fig. 2 ist der Verlauf der an einem Ausgangsschaltkontakt X des Kommutierungskreises 10 auftretenden Spannung U_X in zwei aufeinanderfolgenden Taktsignalperioden dargestellt.

Zwischen den Zeitpunkten $t = 0$ und $t = t_{k1}$ ist der Schaltkontakt X mit dem Eingang 3 verbunden und deshalb ist die Spannung gleich der positiven Gleichspannung. Die Zeitdauer ΔT^+ des positiven Spannungsimpulses ist in Fig. 2 eingezeichnet. Zum Zeitpunkt $t = t_{k1}$ wird der Schaltkontakt X mit dem Eingang 5, d. h. mit der negativen Gleichspannung, verbunden. Am Ende der Periodenzeit T des Taktsignals wird erneut umgeschaltet. Die Zeitdauer ΔT^- dauert also vom Zeitpunkt t_{k1} bis zum Ende der Periode T . Im darauffolgenden Zyklus wird die Umschaltung im Kommutierungszeitpunkt t_{k2} vorgenommen.

Innerhalb der einzelnen Perioden werden die einzelnen Kommutierungszeitpunkte gemäss dem Momentanwert der am Ausgang des Steuerspannungsgenerators 6 erscheinenden Steuerfunktion f_m bestimmt, indem für den Fall des Signals $f_m = 0$ $t_k = T/2$ ist, d. h. die positiven und negativen Impulse sind symmetrisch. Die Kommutierungszeitpunkte t_{ki} können in Abhängigkeit vom Wert der Steuerfunktion f_m theoretisch auf jeden beliebigen Wert zwischen $t = 0$ und $t = T$ fallen, aus praktischen Erwägungen heraus ist jedoch

$$t_{kmin} \leq t_k \leq t_{kmax}$$

Die Zeitdauer der positiven Impulse ist

$$\Delta T^+ = T/2 + T/2 \cdot f_m(t) = T/2 \cdot [1 + f_m(t)],$$

die Zeitdauer der negativen Impulse ist

$$\Delta T^- = T/2 - T/2 \cdot f_m(t) = T/2 \cdot [1 - f_m(t)].$$

Von der Steuerfunktion f_m wird angenommen, dass sie bandbegrenzt und ihre grösste Frequenz kleiner ist als ein Viertel der Taktfrequenz, d. h. dass $f_{max} < 1/4T$, ferner, dass die Amplitude der Steuerfunktion zwischen 0 und 1 liegt.

Die Spannung U_X des Schaltkontaktes X kann tabellarisch angegeben werden:

$$U_X(t) = +U, \text{ wenn } nT \leq t < nT + \Delta T^+$$

$$U_X(t) = -U, \text{ wenn } nT + \Delta T^+ \leq t < (n+1) \cdot T \text{ ist, wobei}$$

$n = 1, 2, 3, \dots$ eine ganze natürliche Zahl ist.

Die diskrete Reihe der Kommutierungszeitpunkte wird einesteils durch den Beginn der Zyklen, zum anderen durch die Umschaltzeitpunkte innerhalb der Zyklen bestimmt:

$$t_{ki} = n \cdot T \text{ und } T/2 \cdot [1 + f_m(nT)].$$

In diesem Zusammenhang kann vernachlässigt werden, dass der Wert der Steuerfunktion f_m im Zeitpunkt $t = nT$ definiert ist. Da sich jedoch die Steuerfunktion f_m im Vergleich zum Zyklus nur sehr langsam ändert, ist es praktisch gleich, ob die Bestimmung zu Beginn der Periode oder im Augenblick des Kommutierens vorgenommen wird.

Die Steuerfunktion f_m hat in der Praxis meistens die Form

$$f_m(t) = A \sin \alpha t.$$

Der Steuerspannungsgenerator 6 ist in diesem Falle ein Sinusgenerator, bei dem die Amplitude der Ausgangssignale durch die amplitudeneinstellende Einheit 14, ihre Frequenz durch die frequenzeinstellende Einheit 12 bestimmt wird.

Das gewählte Kommutierungssystem zeigt eine grosse Ähnlichkeit mit der in der Übertragungstechnik verwendeten Impulsbreitenmodulation (PDM), der Unterschied besteht lediglich darin, dass bei der klassischen Impulsbreitenmodulation Signale und Signalpauzen aufeinanderfolgen, während im vorliegenden Fall zwei verschiedene breitenmodulierte Impulsreihen verwendet werden, die entgegengesetzte Polarität haben, gleich moduliert sind und hinsichtlich ihrer Periodenzeiten einander komplementär sind.

In den Fig. 3a und 3b sind zwei an dem Schaltkontakt X erscheinende Impulsfolgen während einer Periode der sinusförmigen Steuerspannung f_m dargestellt. Es ist gut zu erkennen, dass die positiven und die negativen Impulse, für sich genommen, je eine klassische breitenmodulierte Impulsfolge bilden, wobei die eine Impulsfolge genau in die Impulspausen der anderen fällt.

Bei der gewählten Kommutierungsart ist charakteristisch, dass der Energiestrom ununterbrochen und die Schaltfrequenz von der Steuerfunktion f_m unabhängig und konstant ist. In Fig. 3c ist der Strom durch die Last 4 gezeigt. Grundlage für diese Darstellung ist die mit einem Oszillographen vorgenommene Beobachtung einer tatsächlich aufgebauten Schaltung. Die Zykluszeit wurde bei Fig. 3c kürzer gewählt als bei Fig. 3a und 3b, um die tatsächlichen Verhältnisse besser wiederzugeben.

Es ist gut zu erkennen, dass der Strom durch die Last 4 und die induktive Wicklung 2 in jeder Taktsignalperiode aus exponentiell ansteigenden und abfallenden Abschnitten besteht, wobei die Grösse der in der Periode eintretenden Stromänderung proportional dem Unterschied zwischen den Zeitspannen der positiven und der negativen Abschnitte ist. Der induktive Charakter der resultierenden Last sorgt dafür, dass sich trotz des Einschaltens der Spannungen unterschiedlicher Richtungen innerhalb einer Taktsignalperiode die Richtung des Stromes nicht ändert, sondern nur seine Grösse schwankt. Diese

Schwankungen sind jedoch im Vergleich zu der Periodenzeit der Steuerspannung kurz und daher nähert sich der resultierende Strom der idealen Sinusform sehr gut an. Die Genauigkeit dieser Annäherung kann durch Steigerung der Zyklusfrequenz verbessert werden. Die Steigerung der Zyklusfrequenz wird durch die Schaltgeschwindigkeit der zur Verfügung stehenden Schaltorgane begrenzt.

Nachdem die Grundprinzipien dargelegt wurden, sind Aufbau und Funktion der einzelnen Ausführungsformen leicht verständlich.

In Fig. 4 ist das Schaltbild des Kommutierungskreises 10 dargestellt. Der Hauptstromkreis besteht aus einem in den positiven Zweig geschalteten Thyristor Th4 und einer Diode D1 sowie aus einem in den negativen Zweig geschalteten Thyristor Th2 und einer Diode D2. Die Thyristoren Th4 und Th2 werden durch einen Schwingkreis LC und Thyristoren Th1 und Th3 gelöscht, welche zwischen den Schaltpunkt X und den von dem gemeinsamen Punkt von Kondensatoren 17, 18 gebildeten virtuellen Nullpunkt geschaltet sind. Der Aufbau des in Fig. 4 dargestellten Kommutierungskreises ist an sich bekannt, auf seine ausführliche Beschreibung wird daher hier verzichtet.

Bedingung für die ordnungsgemäße Funktion ist, dass der Thyristor Th4 bereits mit Sicherheit gelöscht ist, wenn der Thyristor Th2 zündet. Aus diesem Grunde ist der Zündimpuls des Thyristors Th2 im Verhältnis zum Zündimpuls des die Löschung des Thyristors Th4 bewirkenden Thyristors Th1 in geringem Masse verzögert.

Die Art der Steuerung der Thyristoren Th1 bis Th4 sowie der zweckmässige Aufbau des in Fig. 1 gezeigten Steuerstromkreises 8 werden in Zusammenhang mit den Fig. 5 und 6 erläutert.

Zur Steuerung des Kommutierungskreises 10 brauchen die Thyristoren Th1 bis Th4 Zündimpulse, welche das Umschalten zu den im Einklang mit dem Wert der Steuerspannung bestimmten Kommutierungszeitpunkten t_k ermöglichen. Der Steuerspannungsgenerator 6 ist mit dem Signaleingang eines Komparators 18 verbunden. Der Referenzeingang des Komparators 18 ist an den Sägezahn-Ausgang 34 des die Taktsignale der Periode T liefernden Impulsgenerators 16 angeschlossen. Der Wert der von dem Steuerspannungsgenerator 6 abgegebenen Steuerspannung f_m liegt zwischen den Werten U_M (maximal) und U_m (minimal) (s. Fig. 6). Der Ausgang des Komparators 18 ist an den Eingang A einer logischen Schaltung 20 sowie an den Eingang einer Verzögerungsschaltung 19 angeschlossen. Der Ausgang der Verzögerungsschaltung 19 ist mit dem Eingang C der logischen Schaltung 20 verbunden. Der Impulsausgang 35 des Impulsgenerators 16 ist an den Impulseingang B der logischen Schaltung 20 angeschlossen. Zu den vier Thyristoren gehören je einer von vier Zündtransformatoren 30 bis 33, welche über UND-Gatter 22 bis 25 und leistungsverstärkende Inverter 26 bis 29 von einem Zündimpulsgenerator 21 eine Zündimpulssteuerung erhalten, deren Frequenz wesentlich höher ist als die Zyklusfrequenz. Die Weiterleitung der Zündimpulse wird durch den Ausgang der logischen Schaltung 20 gesteuert.

Die Funktion des in Fig. 5 gezeigten Steuerstromkreises wird anhand von Fig. 6 erläutert. Der Impulsgenerator 16 erzeugt im Rhythmus des Taktsignals linear ansteigende, dann plötzlich abfallende Sägezahnsignale D und im ansteigenden Abschnitt dieser Signale Rechteckimpulse des logischen Pegels 1.

Die Sägezahnsignale D bilden die Referenz des Komparators 18, d. h. der Komparator 18 vergleicht die an seinen Signaleingang angelegte Steuerspannung f_m mit dem Sägezahnsignal D, und an seinem Ausgang ist der logische Pegel Eins messbar, wenn die Amplitude des Sägezahnsignals D grösser ist als der Wert der Steuerspannung f_m . In dem in Fig. 6 dargestellten Fall erreicht das Teilsignal D den Wert der Steuerspannung f_m zum

Zeitpunkt t_{k1} , und am Ausgang erscheint ein Impuls A. Im folgenden Zyklus beginnt der Vergleich von neuem, und der Beginn des Impulses A wird durch den Zeitpunkt t_{k2} bezeichnet. Die Spannungsniveaus werden so gewählt, dass zu den Nullwerten der Steuerspannung f_m symmetrische Impulse A gehören, d. h. dass der Gleichstrommittelwert des Sägezahnsignals D gleich Null ist.

Je positiver der Momentanwert der Steuerspannung f_m ist, um so später tritt die Koinzidenz ein, und die Breite der Impulse A ist proportional diesen Momentanwerten. Da die Zyklusfrequenz wesentlich höher ist als die Frequenz der Steuerspannung f_m , kann der Wert der letzteren innerhalb eines Zyklus als praktisch konstant angesehen werden.

Die Verzögerungsschaltung 19 verzögert die am Ausgang des Komparators 18 erscheinenden Impulse A in bezug auf die Periodenzeit T um eine sehr geringe Zeit, und am Ausgang der Verzögerungsschaltung 19 erscheinen verzögerte Impulse C. Der Impuls C ist in Fig. 6 neben dem Impuls A durch eine gestrichelte Linie angedeutet. Die Verzögerung hängt vom Typ des Schaltthyristors ab, ihr Wert muss der mit Sicherheit erfolgten Löschung des Thyristors entsprechend gewählt werden.

Die Thyristoren erhalten die Zündimpulse vom Zündimpuls-generator 21 in Form von hochfrequenten Nadelimpulsen. Die Zündimpulse werden von den UND-Gattern 22 bis 25 während der Zeitdauer der an den Ausgängen der logischen Schaltung erscheinenden Gatterimpulse über die Inverter 26 bis 29 und die Zündtransformatoren 30 bis 33 durchgelassen; auf diese Weise gelangen sie zu den Steuerelektroden der Thyristoren Th1 bis Th4.

Die logische Schaltung 20 erzeugt aus den Impulsen A, B und C für die einzelnen Thyristoren die folgenden zündenden Gattersignale:

für den Thyristor Th4: $\bar{A}$, B

für den Thyristor Th3: $\bar{B} + B$, $\bar{A}$

für den Thyristor Th2: B, C

für den Thyristor Th1: A, B.

In Fig. 6 sind alle vier Gattersignale gezeigt. In das Gattersignal des Thyristors Th1 wurden auch die Impulse des Zündimpuls-generators 21 mit eingezeichnet.

Bei der gewählten Thyristorsteuerung steuert der Thyristor Th4 bis zum Moment der Kommutierung. In diesem Augenblick wird der Thyristor Th4 durch die Zündung des Thyristors Th1 über den Schwingkreis LC gelöscht; der Thyristor Th2 erhält erst nach Ablauf der auf die Kommutierungszeit folgenden vorgeschriebenen Verzögerung einen Zündimpuls, d. h. die beiden Thyristoren des Hauptstromkreises können nicht gleichzeitig in eingeschaltetem Zustand sein. Das Sperren des Thyristors Th2 wird am Ende des ansteigenden Abschnittes des Sägezahnsignals von dem Thyristor Th3 vorgenommen.

Aus den obigen Ausführungen ist ersichtlich, dass mit Hilfe der in Fig. 5 dargestellten Schaltung der in Fig. 4 gezeigte Kommutierungskreis in Einklang mit der beschriebenen doppelten breitenmodulierten Impulsfolge gesteuert werden kann. Der Ausgangsstrom schwankt zwar innerhalb der einzelnen Takte, sein Wert folgt jedoch im wesentlichen der Steuerfunktion $f_m(t)$.

Wenn die Steuerfunktion eine Gleichspannung ist, so erscheint am Ausgang eine Gleichspannung, deren Wert proportional der steuernden Gleichspannung ist. Bei Gleichspannungssteuerung kann mit der in Fig. 4 gezeigten Kommutierungsschaltung ein Gleich-Gleich-Wandler hoher Leistung aufgebaut werden, welcher aus der konstanten Gleichstromspeisung mit gutem Wirkungsgrad eine einstellbare Ausgangsgleichspannung erzeugt. In diesem Falle wird der Steuerspannungsgenerator 6 von einer stabilisierten Spannungsquelle mit veränderlicher Ausgangsspannung gebildet.

In Fig. 7 ist das Blockschaltbild eines auf der Grundlage der beschriebenen Prinzipien aufgebauten Dreiphasenstromrich-

ters gezeigt. Die Schaltung erzeugt aus der an ihren Eingang angelegten Gleichspannung eine dreiphasige Ausgangsspannung veränderlicher Frequenz und Grösse.

Zu jeder der drei Ausgangsphasen R_v , S_v und T_v gehört je eine Kommutierungsschaltung 101, 102 und 103; diese können zum Beispiel gemäss Fig. 4 ausgebildet sein. Die Steuerstromkreise 81, 82 und 83 der einzelnen Kommutierungskreise bestehen aus Schaltungen gemäss Fig. 5 oder aus diesen äquivalenten Schaltungen. Die Steuerstromkreise 81, 82 und 83 erhalten über eine Leitung 39 von einem gemeinsamen Impulsgenerator 16 Taktsignale konstanter Frequenz, und ihre Steuereingänge sind mit je einem Ausgang des Spannungsungsgenerators 6 verbunden. Am Ausgang des Spannungsungsgenerators 6 erscheint eine dreiphasige sinusförmige Spannung. Der Spannungsungsgenerator 6 kann zum Beispiel auch aus einem mechanisch angetriebenen kleinen Dreiphasengenerator bestehen. In diesem Falle hängt die Spannungsung von der Drehzahl des Generators, d. h. von der Frequenz, ab, und diese Frequenzabhängigkeit hat in einem gewissen Frequenzbereich den gleichen Charakter wie die netzspannungsbedingte Frequenzabhängigkeit von Dreiphasenmotoren. Der Spannungsungsgenerator 6 wird zweckmässig ohne Anwendung rotierender Maschinen verwirklicht. Die Frequenz der aus drei gegeneinander um 120° verschobenen Phasen bestehenden sinusförmigen Ausgangsspannung kann mit Hilfe eines frequenzeinstellenden Potentiometers 120 innerhalb weiter Grenzen (z. B. zwischen 5 Hz und 150 Hz) entsprechend der gewünschten Drehzahl auf jeden gewünschten Wert eingestellt werden. Da bei dem gewählten Kommutierungssystem das Ausgangssignal der Form der Spannungsung genau folgt, kann durch mittels eines amplitudeneinstellenden Potentiometers 140 vorgenommener Änderung der Amplitude der Spannungsung auch der Wert der Ausgangsspannung verändert werden. Mit dem Anstieg der Amplitude der Spannungsung steigt der Phasenhub an. Der theoretische Wert des maximalen Phasenhubes wird durch die Halbperiode des Taktsignals bestimmt, von welchem die zum Umschalten der Thyristoren notwendige Zeit noch abgezogen werden muss.

Die Funktion der in Fig. 7 gezeigten Schaltungsanordnung steht in Einklang mit der bereits beschriebenen Kommutierung mit doppelter breitenmodulierter Impulsfolge. Die Kommutierungskreise 101, 102 und 103 werden auf die beschriebene Weise periodisch mittels einer Taktsignalfrequenz geschaltet, die grösser ist als die gewünschte Ausgangsfrequenz. Das Verhältnis von positiver und negativer Steuerperiode zueinander wird immer vom jeweiligen Momentanwert der Spannungsung bestimmt, und infolgedessen folgt der Strom, der in den an die Punkte X_R , X_S und X_T anschliessenden Ausgangsleitungen 36, 37 und 38 fliesst, abgesehen von den in dem Rhythmus der Taktsignale auftretenden kleineren Schwankungen getreu der Form der Spannungsung. An die Ausgangsleitungen kann eine dreiphasige Last angeschlossen werden. Die Last ist in Fig. 7 durch zwei Asynchronmotoren 40 und 41 angedeutet. Bei Asynchronmotoren übernimmt die Wicklung der Motoren gleichzeitig auch die Rolle des Filters, d. h. die in Fig. 1 gezeigten induktiven Wicklungen 2 sind nicht erforderlich. In diesem Falle hat die Klemmenspannung der Motoren die in den Fig. 3a und 3b gezeigte Form.

Die Form des durch die Motoren 40 und 41 fliessenden Stromes ist in guter Näherung gleich derjenigen Stromform, die bei ideal sinusförmiger Speisung auftritt, und infolgedessen ist der Lauf der Motoren auch bei den niedrigsten Drehzahlen noch gleichmässig und geräuschlos. Drehzahl und Leistung der Motoren 40 und 41 können mit den frequenzeinstellenden und amplitudeneinstellenden Potentiometern 120 bzw. 140 innerhalb des Regelbereiches auf einen beliebigen Wert eingestellt werden.

Für die Funktion des in Fig. 7 dargestellten Stromkreises ist

eine Gleichstromquelle veränderlicher Ausgangsspannung nicht erforderlich.

Die beschriebene Schaltung belastet das Gleichstromnetz wesentlich günstiger, als dies bei den bekannten Wechselrichtern der Fall ist. Dies ergibt sich daraus, dass der durch den Motor fliessende sinusförmige Laststrom für die Kommutierungskreise eine gleichmässige Belastung bedeutet. Die innerhalb einer Periode der Schaltfrequenz (die wesentlich höher ist als die Ausgangsfrequenz, z. B. 500 bis 800 Hz beträgt) der Gleichspannungsquelle entnommene Energie ist verhältnismässig gering und die durch die Taktsignalfrequenz bedingten Belastungsschwankungen können durch einen entsprechenden Filterkondensator ausgeglichen werden. Das Filtern wird auch durch die Tatsache erleichtert, dass die Frequenz des Taktsignals unabhängig von der Ausgangsfrequenz einen konstanten Wert hat, so dass für diese Frequenz auch ein Resonanzfilterglied dimensioniert werden kann.

Im folgenden werden die unterschiedlichen Anwendungsmöglichkeiten der Erfindung und die für die einzelnen Anwendungsgebiete charakteristischen Eigenschaften erläutert. Die Stromrichtungsschaltung wird zusammen mit den dazugehörigen Kommutierungskreisen durch einen einzigen gemeinsamen Block 1 gekennzeichnet, der im wesentlichen die in Fig. 7 dargestellte Anordnung enthält.

In Fig. 8 ist der Block 1 als Gleichstrom-Wechselstrom-Wandler dargestellt. Die zur Funktion notwendige Gleichspannung wird aus dem dreiphasigen Netz durch einen Gleichrichter 42 erzeugt, der über eine Gleichstromsammelschiene 45 an den Gleichstromeingang des Blockes 1 angeschlossen ist. An die Gleichstromsammelschiene 45 ist über einen Schalter 43 ein Akkumulator 44 angeschlossen. Die Nennspannung der Gleichstromsammelschiene 45 kann in Abhängigkeit vom Anwendungszweck unterschiedlich sein, am zweckmässigsten ist jedoch die Anwendung von Gleichspannung zwischen 550 und 600 V.

Der Ausgangsstrom des Blockes 1 wird durch die von dem Spannungsungsgenerator 6 erzeugte dreiphasige Spannungsung bestimmt, und deren Parameter können mittels der Potentiometer 120 und 140 eingestellt werden.

Bei Verwendung dreiphasiger Spannungsung wird durch die Schaltungsanordnung eine sinusförmige Erregung auf die Ausgangsphasen R_v , S_v und T_v geschaltet, und so kann der Ausgang des Motors 40 bzw. bei sonstiger Belastung der des Blockes 1 als ein dreiphasiges Netz betrachtet werden, dessen Frequenz und Spannung mittels der Potentiometer 120 und 140 innerhalb weiter Bereiche eingestellt werden kann. Ein Netz, dessen Frequenz und Spannung in der gezeigten Weise verändert werden kann, erweitert die Anwendungsmöglichkeiten der dreiphasigen Asynchronmotoren in hohem Masse, da dadurch die Möglichkeit gegeben ist, Drehzahl und Antriebsmoment kontinuierlich zu variieren. Dieser Vorteil tritt auch bei Linearmotoren ein, und durch Änderung der Frequenz ist die Geschwindigkeit des Motors kontinuierlich einstellbar. Bei Linearmotoren wurde die Änderung der Geschwindigkeit bisher durch Regelung der Belastung oder durch Polwechsel gelöst; diese Lösungen erwiesen sich jedoch in der Praxis als ungünstig.

Die grundlegende Eigenschaft des Blockes 1 besteht darin, dass er auch für Rückspeisungsbetrieb eingesetzt werden kann. Dies bedeutet, dass ein an ein derartiges Netz angeschlossener Motor 40 in allen vier Quadranten des Drehmoment-Drehzahl-Diagramms betrieben werden kann. Wird der Motor 40 durch ein Antriebsmoment belastet, so arbeitet er als Generator, d. h. er speist dreiphasige Energie in den Block 1. Diese Energie wird von dem Block 1 gleichgerichtet und zu der Gleichstromsammelschiene 45 weitergeleitet. Im Hinblick darauf, dass herkömmlich ausgebildete Gleichrichter 42 für eine Rückspeisung dieser Energie in das Netz nicht geeignet sind, kann die beim

Bremsen gewonnene Energie zum Aufladen des Akkumulators 44 verwendet werden.

die inverse Funktion des Blockes 1 beruht ebenfalls auf der durch die doppelte breitenmodulierte Impulsfolge gesteuerten Kommutierung. Im Bremsbetrieb kann die Bremswirkung durch Verringerung der Steuerfrequenz gesteigert werden. Bei vorgegebener Frequenz ändert sich das Bremsmoment auch in Abhängigkeit von der Aussteuerungsamplitude, und zwar wird bei grösseren Amplituden das Bremsmoment grösser. Bei Kränen kann daher die Senkgeschwindigkeit der Last auch bei den unterschiedlichsten Lastgewichten auf den vorgeschriebenen Wert eingestellt werden und dabei ein bedeutender Teil der Bremsenergie zurückgewonnen werden.

Die Funktion des Kommutierungskreises in inverser Richtung ist aus der beschriebenen Steuerungsmethode und aus der Fig. 4 verständlich. Es sei angenommen, dass aus der Richtung der Belastung im Sinne des Pfeiles B ein Strom in Richtung des Kommutierungskreises fliesst. In jeder Taktsignalperiode erhält einmal ein Thyristor Th4 und einmal der Thyristor Th2 Steuerung in Durchlassrichtung. In der positiven Kommutierungsperiode kann der in Richtung des Pfeiles B fliessende Strom durch die Diode D1 frei zu dem positiven Zweig der Speisespannung zurückfliessen, wobei er den dort angeschlossenen Akkumulator lädt. Beim Zünden des Thyristors Th2 wird der Schalterpunkt X jedoch mit der negativen Speisespannung verbunden und die Diode D2 schliesst. Der Thyristor Th4 ist in diesem Moment bereits gesperrt. Der in Richtung des Pfeiles B fliessende Strom verbraucht nun die Energie des an den negativen Netzzweig angeschlossenen Akkumulators oder des Kondensators 17'. Wenn die Zeitdauer dieser zwei Halbperioden gleich ist, so bleibt die Energie des Akkumulators hinsichtlich einer vollständigen Taktsignalperiode konstant (es wird genauso viel Energie entnommen wie zugeführt). Die Steuerung folgt jedoch der vorgeschriebenen Steuerspannung, so dass der über eine Taktsignalperiode genommene Mittelwert nicht Null ist, sondern einer bestimmten Gleichspannung entspricht. Die Frequenz der dreiphasigen Steuerspannung ist gleich der Frequenz der von der Belastung in Richtung des Blockes 1 zurückgespeisten dreiphasigen Spannung.

In der zweiten Periode der Steuerspannung – d. h. wenn die Belastung für den Block 1 einen in Richtung des Pfeiles A fliessenden Strom bestimmt – sind die Rollen der Dioden D1 und D2 sowie der Thyristoren Th4 und Th2 vertauscht, und auf diese Weise bleiben Polarität und Wert der erzeugten Gleichspannung unverändert. Bei der in Fig. 8 dargestellten Lösung wird im Rückspeisungsbetrieb die aus der Ausgangsspannung des als Generator arbeitenden Motors 40 hergestellte und an der Gleichstromsammelschiene 45 erscheinende Energie zum Laden des Akkumulators 44 verwendet. Da die Spannung der Gleichstromsammelschiene 45 im allgemeinen zwischen 550 und 600 V liegt, ist die Verwendung des Akkumulators 44 nicht in jedem Fall wirtschaftlich.

In Fig. 9 ist anstelle des Akkumulators 44 eine Lösung gezeigt, bei der die rückgespeiste Gleichstromenergie durch Verschieben der Symmetrie des in dem Motor 40 fliessenden dreiphasigen Stromes für die Schaffung einer bremsenden Gleichstromkomponente in dem Motor 40 verbraucht wird. Dies geschieht in der üblichen Weise, d. h. dadurch, dass, in einem Dreiphasenmotor in einer der Phasenwicklungen eine Gleichstromkomponente erzeugt wird, deren magnetisches Feld den Motor bremst.

Zu diesem Zwecke wird mit einer der zwischen dem dreiphasigen sinusförmigen Ausgangsspannung liefernden Steuerspannungsgenerator 6 und dem Steuereingang des Blockes 1 angeordneten Leitungen eine Steuereinheit 51 in Reihe geschaltet, welche zu der auf dieser Leitung anstehenden sinusförmigen Wechselspannung eine von der auf den Steuereingang geschalteten Regelspannung abhängige Gleichspan-

nungskomponente addiert.

Die Regelspannung wird durch einen zu der Gleichstromsammelschiene 45 parallelgeschalteten Spannungsfühler 52 erzeugt. Bei Rückspeisungsbetrieb steigt die Spannung der Gleichstromsammelschiene 45 an. Infolgedessen erzeugt der Spannungsfühler 52 für die Regeleinheit 51 eine Regelspannung, durch deren Wirkung eine Gleichstromkomponente von der Regeleinheit 51 der Phasenleitung überlagert wird. Die Gleichstromkomponente übt auf den Motor 40 eine bremsende Wirkung aus, und die im Generatorbetrieb entstandene Klemmenspannung sinkt ab.

In Fig. 9a ist das Schaltbild einer bevorzugten Ausführungsform des Spannungsfühlers 52 und der Regeleinheit 51 gezeigt.

Der Spannungsfühler 52 besteht aus einer parallel zu der Gleichstromsammelschiene 45 geschalteten Zener-Diode 53 und einer Glühlampe 54. Die Spannung der Zener-Diode 53 wird so gewählt, dass – wenn an der Gleichstromsammelschiene 45 die vorgeschriebene Gleichspannung, zum Beispiel 550 V, anliegt – die Glühlampe 54 nur mit ganz geringer Lichtstärke brennt. Die Regeleinheit 51 enthält eine Photodiode 55, einen mit einer in Reihe geschalteten Widerstand 57 sowie einen zwischen den gemeinsamen Punkt dieser beiden Einheiten und den an den an den Steuerspannungsgenerator 6 angeschlossenen Eingang 58 geschalteten Widerstand 56 und einen Kondensator 57. Die Photodiode 55 ist an positive Speisespannung angeschlossen.

Die Schaltung arbeitet auf die im folgenden beschriebene Weise. Die Photodiode 55 steht mit der Glühlampe 54 in optischer Verbindung. Beim Aufglühen der Glühlampe wird der Widerstand der Photodiode proportional dem Anwachsen der Lichtstärke geringer. Die von dem Steuerspannungsgenerator 6 ankommende sinusförmige Wechselspannung ist an dem Teilungspunkt des aus den Widerständen 56 und 57 gebildeten Spannungsteilers, d. h. an den Ausgangspunkt 59, angeschlossen, und ihre Gleichspannungskomponente (die der sinusförmigen Wechselspannung) ist so lang gleich Null, wie die Glühlampe 54 der normalen Spannung entsprechend mit geringer Lichtstärke brennt. Bei Generatorbetrieb wächst die Spannung der Gleichstromsammelschiene 45 an, und dadurch wird auch die Lichtstärke der Glühlampe 54 grösser. Die Photodiode 55 verringert beim Anwachsen der Lichtstärke ihren Widerstand und addiert zu der an dem Ausgangspunkt 59 erscheinenden Wechselspannung eine der Lichtstärke proportionale Gleichspannungskomponente. Auf diese Weise wird das Gleichspannungsniveau einer der Phasen der den Block 1 steuernden dreiphasigen Spannung verschoben und dadurch auch in dem Motor 40 eine Gleichstromkomponente hervorgerufen.

Aus der inversen Funktion des Blockes 1 ergibt sich, dass er auch zum Gleichrichten benutzt werden kann und dass der Wert der erzeugten Gleichspannung durch Änderung der Amplitude der Steuerspannung innerhalb breiter Grenzen eingestellt werden kann.

In Fig. 10 ist ein Block 1' dargestellt, der im wesentlichen auf die gleiche Weise wie der bereits beschriebene Block 1 aufgebaut ist, dessen dreiphasige Ausgangsseite jedoch über die Drosselspulen 46, 47 und 48 an die Phasen R, S und T des dreiphasigen Netzes angeschlossen sind. Der Block 1' arbeitet in dieser Anordnung als Gleichrichter mit regelbarer Ausgangsspannung. Die Steuerspannung wird in diesem Falle nicht dem Steuerspannungsgenerator 6, sondern unmittelbar dem Netz entnommen, und die Regelung der Ausgangsspannung kann mittels einer zwischen den Steuerspannungseingang des Blockes 1' und das Netz geschalteten amplitudeneinstellenden Einheit, zweckmässig eines Potentiometers, vorgenommen werden.

Die zur Funktion der Steuerstromkreise des Blockes 1' notwendige Niederspannung kann von einem an die Gleichstromsammelschiene 45 angeschlossenen Spannungsstabilisator

oder von einer sonstigen, an das Netz angeschlossenen Speiseeinheit abgenommen werden. Beim Einschalten der in Fig. 10 gezeigten Schaltung können die in den Kommutierungskreisen befindlichen Thyristoren nicht sofort in Funktion treten, weil die in dem Block 1' befindlichen Kondensatoren 17 und 17' (Fig. 4) in diesem Moment noch nicht in dem zur Funktion notwendigen Masse aufgeladen sind. Die Kondensatoren 17 und 17' werden jedoch durch die Dioden D1 und D2 schnell aufgeladen, da diese Dioden – von der Wechselstromseite her gesehen – in Gleichrichterschaltung angeordnet sind.

Der in Fig. 10 dargestellte Gleichrichter mit geregelter Spannung arbeitet wesentlich günstiger als die auf dem Prinzip der durch Thyristoren mit Phasenanschnittsteuerung geregelten Gleichrichter, da durch Anwendung einer hohen Schaltfrequenz anstelle der plötzlich erfolgenden und über eine hohe Energie verfügenden Ein- und Ausschaltstromstösse eines phasenanschneidenden Gleichspannungsreglers zahlreiche, in schneller Folge aufeinanderfolgende Stromstösse geringer Energie erzeugt werden. Diese hochfrequenten Schwankungen werden durch die Drosselspulen 46 bis 48 im notwendigen Masse ausgefiltert, und es ist nicht notwendig, vor dem mit geregelter Spannung in Gleichrichterschaltung arbeitenden Block 1' eine spezielle phasenverbessernde Schaltung anzubringen. Durch die Verhinderung der plötzlichen Stromstösse wird das Niveau der in das Netz gelangenden unterschiedlichen Störsignale wesentlich verringert.

In Zusammenhang mit den Fig. 8 und 10 wurde bereits gezeigt, dass der Block 1 geeignet ist, aus einer Gleichspannung ein Netz veränderlicher Frequenz und Spannung zu erzeugen, und dass er ferner geeignet ist, aus einer Wechselspannung eine veränderliche Gleichspannung herzustellen.

In Zusammenhang mit Fig. 7 wurde erwähnt, dass die Schaltung auch zur Erzeugung veränderlicher Gleichspannung geeignet ist; in diesem Falle braucht statt der drei Kommutierungskreise nur ein einziger Kommutierungskreis mit einem einzigen Steuerstromkreis verwendet werden. Dabei ist die Steuerspannung eine Gleichspannung, und die Schaltung kann als ein Gleich-Gleich-Wandler betrachtet werden.

Aus dem Block 1 kann eine geregelte Wechselspannungsquelle gebildet werden, indem in der in Fig. 8 gezeigten Anordnung die Frequenz der Steuerspannung mit dem Netz synchronisiert und die Amplitudenregelung mit dem amplitudeneinstellenden Potentiometer 140 vorgenommen wird. Der Spannungsregler kann sowohl in einphasiger wie auch in mehrphasiger Ausführung hergestellt werden.

Aus den obigen Ausführungen ist ersichtlich, dass die Anwendungsmöglichkeiten des beschriebenen Blockes 1 ausserordentlich vielschichtig sind, und dass der Block 1 auf jedem Anwendungsgebiet im Vergleich zu den dort bereits bekannten Lösungen über bedeutende Vorteile verfügt.

In Fig. 11 ist eine Gleichrichterschaltung gezeigt, welche sowohl den Block 1 wie auch den Block 1' enthält. Mit dieser Anordnung wird die kontinuierliche Drehzahl- und Leistungsänderung von Wechselstrommotoren vom dreiphasigen Netz ermöglicht, und zwar in einer die Rückspeisung erlaubenden Betriebsweise, d. h. im Vierquadrantenbetrieb, bei der die beim

Bremsen freiwerdende Energie in Form einer mit dem dreiphasigen Netz synchronen Spannung in das Netz zurückfliesst.

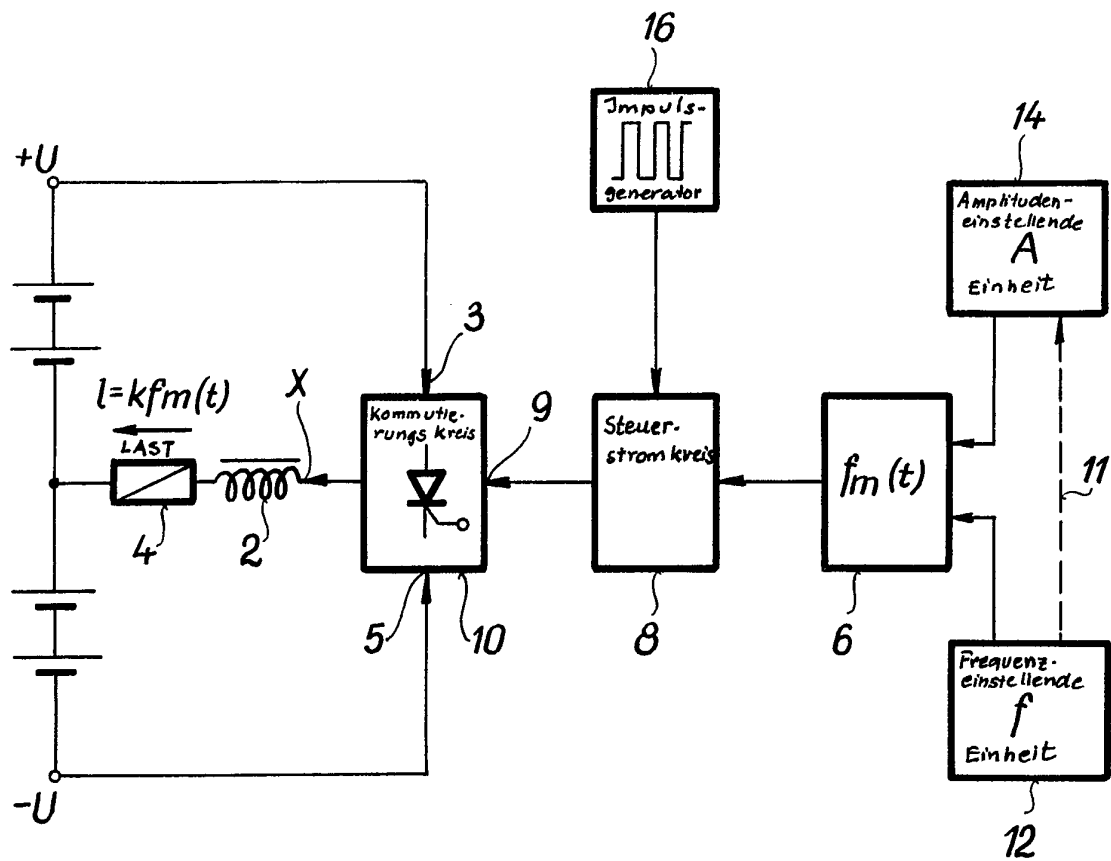
Die in Fig. 11 gezeigte Schaltung entspricht der in Fig. 8 dargestellten Anordnung mit dem Unterschied, dass anstelle des Gleichrichters 42 zur Gleichrichtung der dreiphasigen Leistung die in Fig. 10 gezeigte Schaltung verwendet wird. Der Block 1' erhält aus dem dreiphasigen Netz über das amplitudeneinstellende Potentiometer 140 und die Leitung 49 eine der dreiphasigen Netzspannung proportionale dreiphasige Steuerungspannung. Infolgedessen erscheint an der Gleichstromsammelschiene eine Gleichspannung. Die Grösse dieser Gleichspannung kann zwar mit Hilfe des amplitudeneinstellenden Potentiometers 140 geregelt werden, jedoch erfordert die Funktion des Systems diese Regelung im allgemeinen nicht.

An die Gleichstromsammelschiene 45 ist die Gleichstromseite eines Blockes 1 angeschlossen, der genau so aufgebaut ist wie der Block 1'. Am Ausgang des Blockes 1 erscheint eine in der bereits beschriebenen Weise hinsichtlich ihrer Frequenz und Grösse veränderliche dreiphasige Ausgangsspannung, die zur Speisung des angeschlossenen Motors 40 geeignet ist. Die Regelung der Ausgangsfrequenz und -spannung wird mit Hilfe des frequenzeinstellenden Potentiometers 120 und des amplitudeneinstellenden Potentiometers 140 in der bereits beschriebenen Weise vorgenommen.

Durch Zusammenschalten der Gleichstromseiten der gleich aufgebauten Blöcke 1 und 1' ist die Möglichkeit gegeben, die Filterkondensatoren 17 und 17' zusammenzuziehen und einen gemeinsamen Impulsgenerator 16 einzusetzen.

Die in Fig. 11 dargestellte Schaltung ist geeignet, ein Fliesen der Energie in zwei Richtungen zu verwirklichen. Wird der Motor 40 durch ein Drehmoment belastet, so arbeitet der Block 1' als Gleichrichter, der Block 1 hingegen als Wechselrichter, und die dem dreiphasigen Netz entnommene Energie treibt den Motor 40 an, und zwar mit einer der eingestellten Frequenz entsprechenden Drehzahl. Wird der Motor 40 über das an ihn angeschlossene kraftübertragende System im Vergleich zu der eingestellten Drehzahl beschleunigt, so beginnt er als Generator zu arbeiten, und die aus der von ihm entwickelten Bremsleistung stammende dreiphasige Energie wird von dem Block 1 in Gleichstromleistung umgewandelt; aus dieser Energie gewinnt der als Wechselrichter arbeitende Block 1' eine Leistung, die hinsichtlich der Frequenz und der Phase dem dreiphasigen Netz entspricht und in dieses zurückfliesst.

Mittels der in Fig. 11 dargestellten Schaltung können Dreiphasenmotoren von dem zur Verfügung stehenden dreiphasigen Netz unter genau den selben Bedingungen betrieben werden, als würde es sich um von einem Gleichstromnetz gespeiste Gleichstrommotoren handeln, da bei der vorgeschlagenen Lösung sowohl die kontinuierliche Leistungs- und Drehzahlregelung als auch die Energierückspeisung bei Bremsbetrieb verwirklicht sind. Die Schaltung speist den an sie angeschlossenen Motor mit einer sinusförmigen Spannung, und die in das Netz zurückgespeiste Energie hat genau die Signalförmigkeit des Netzes, d. h. die plötzlichen Energiestösse der bekannten Thyristorsysteme werden vermieden.



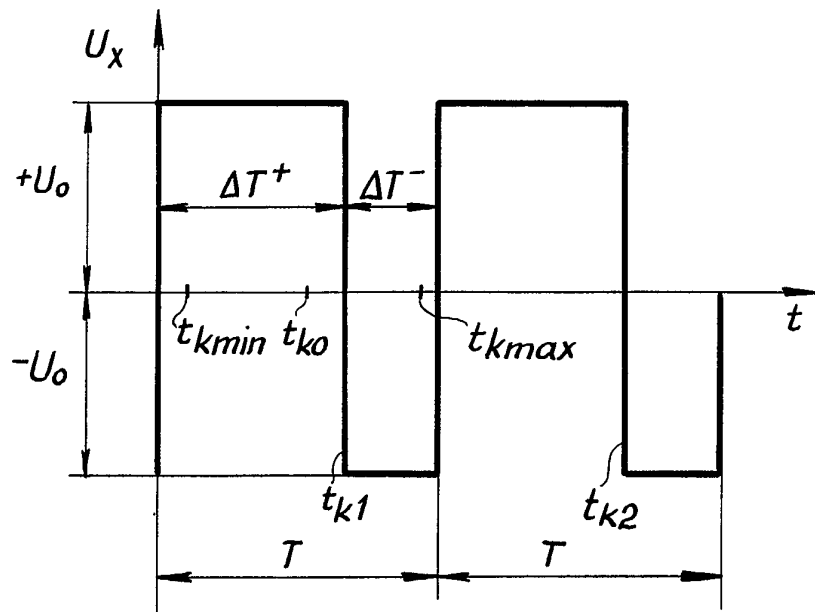


Fig. 2

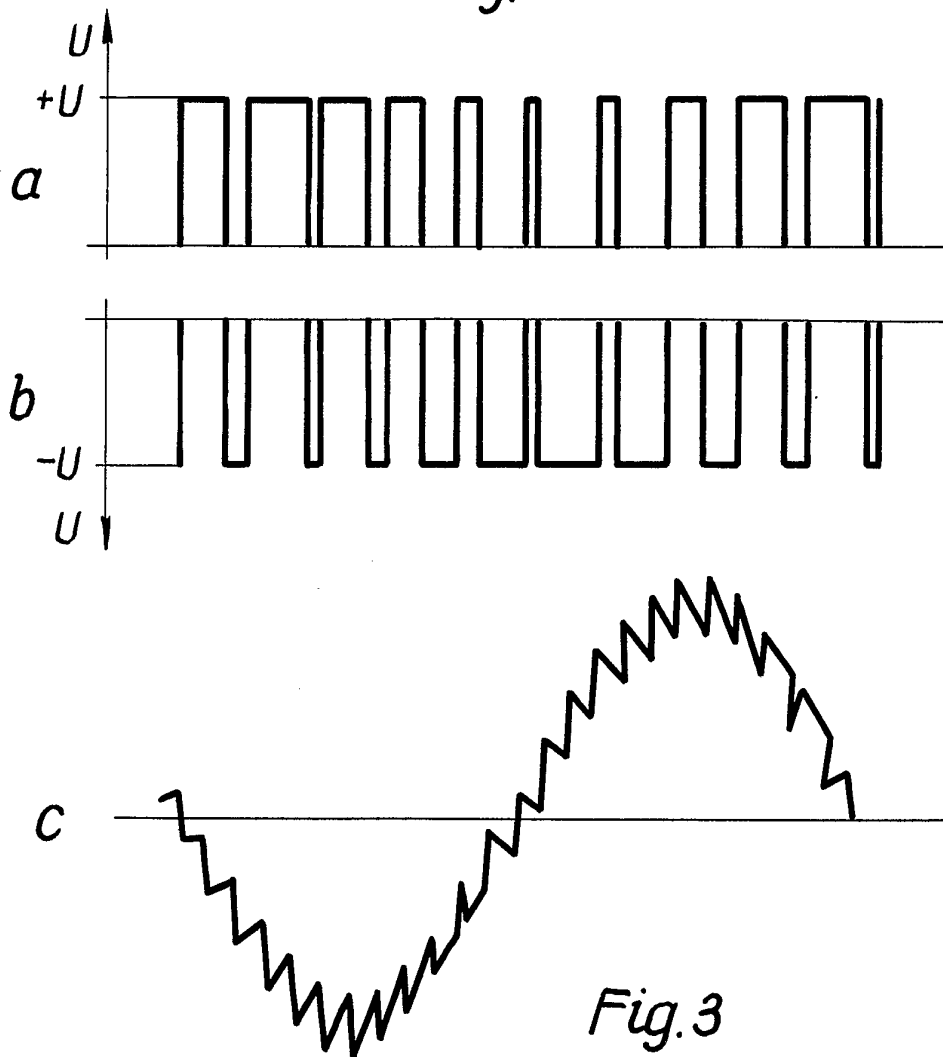
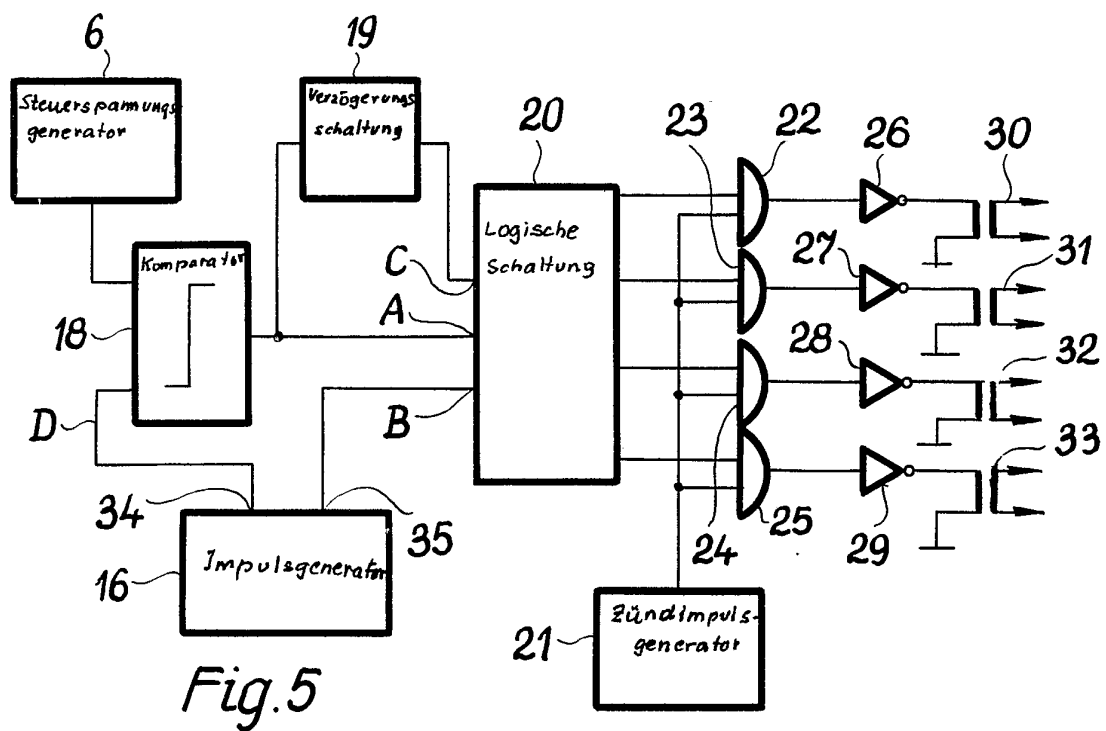
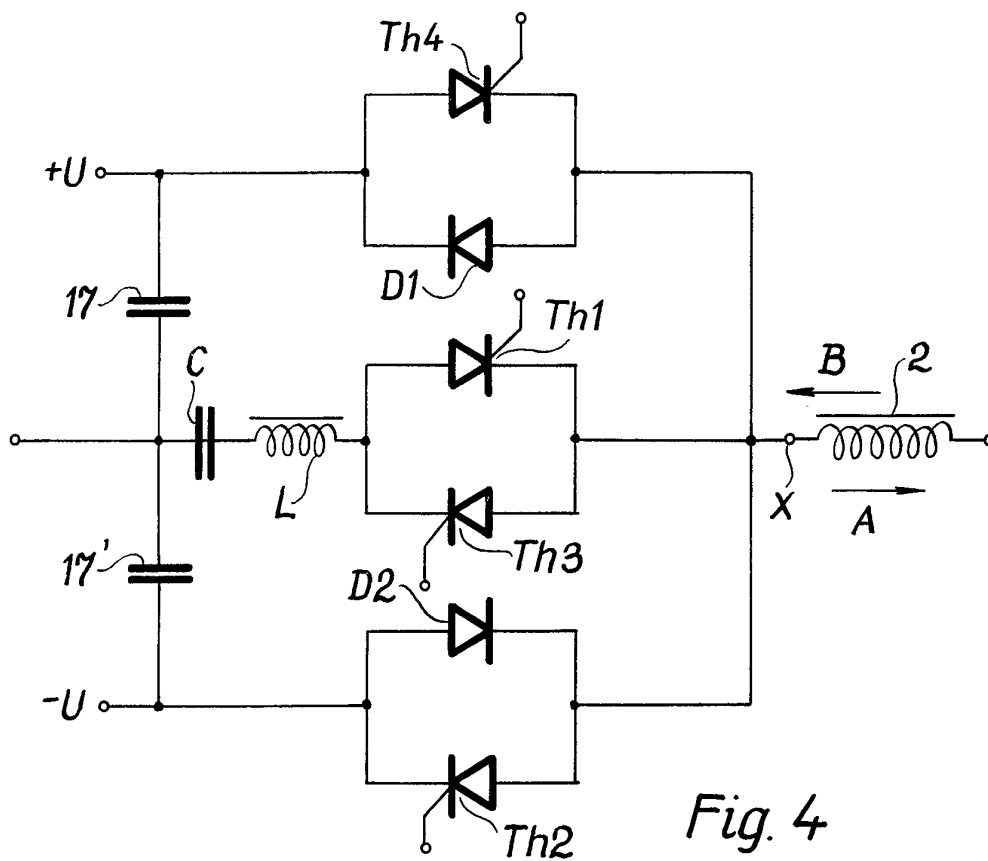


Fig. 3



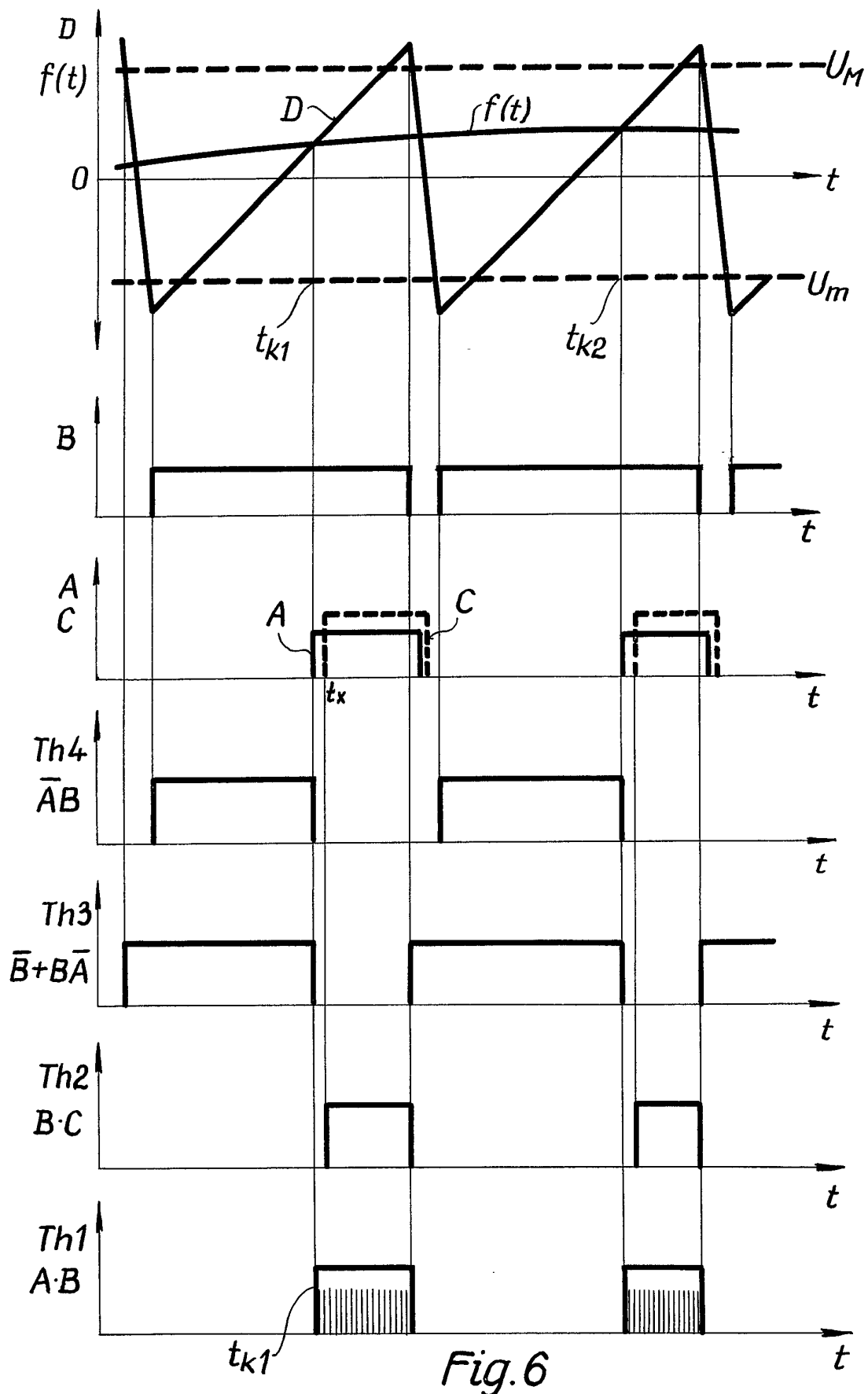
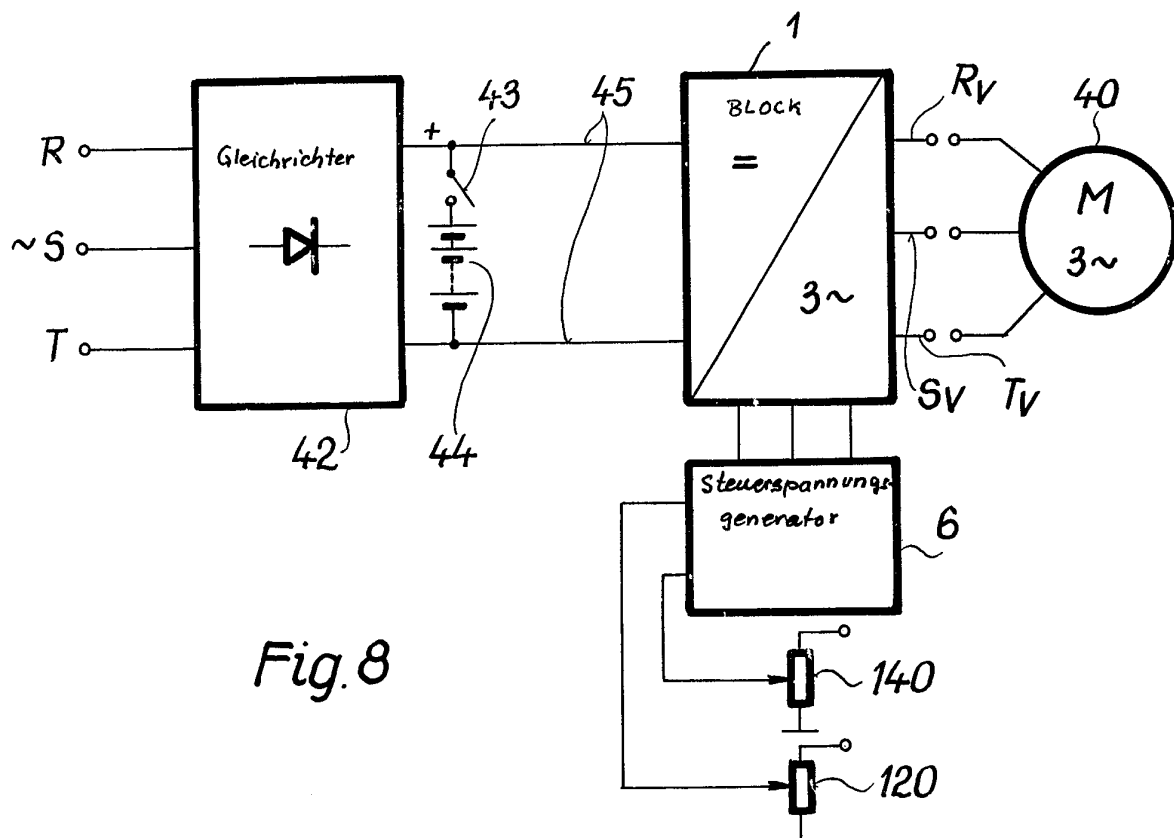
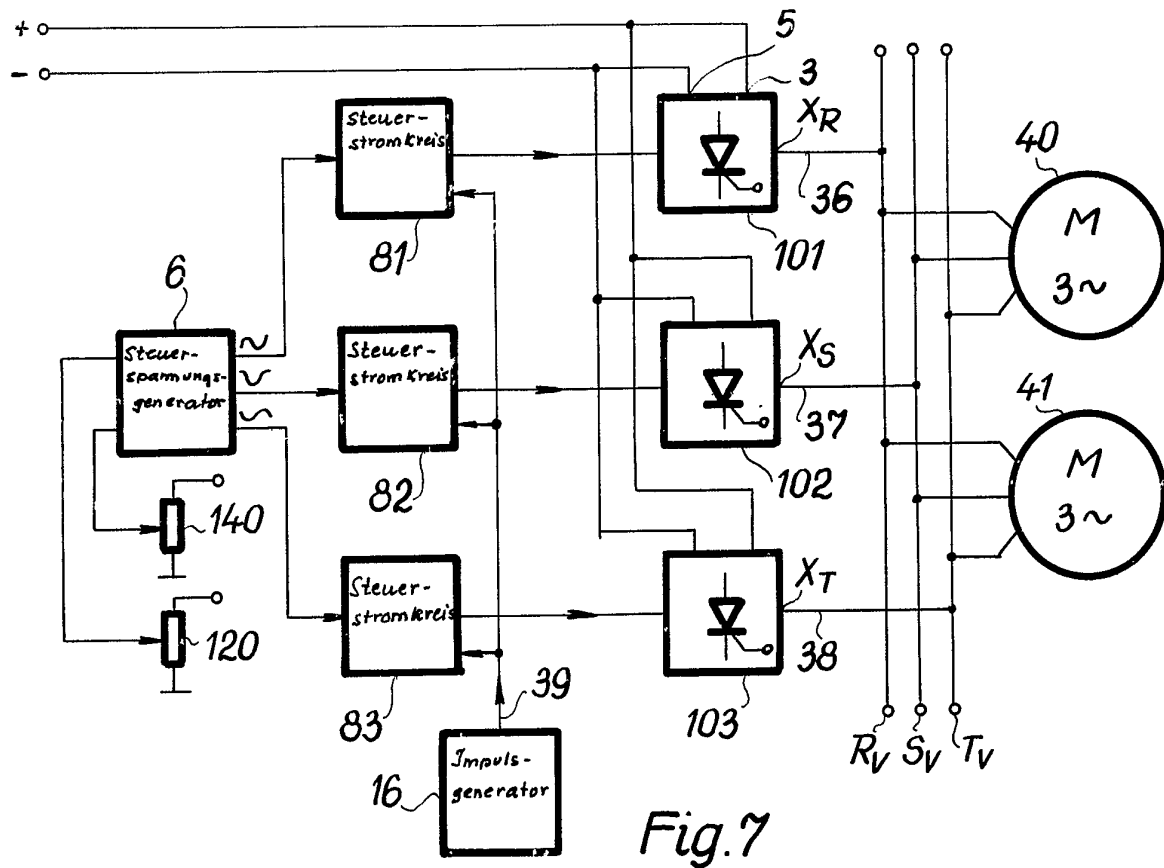


Fig. 6



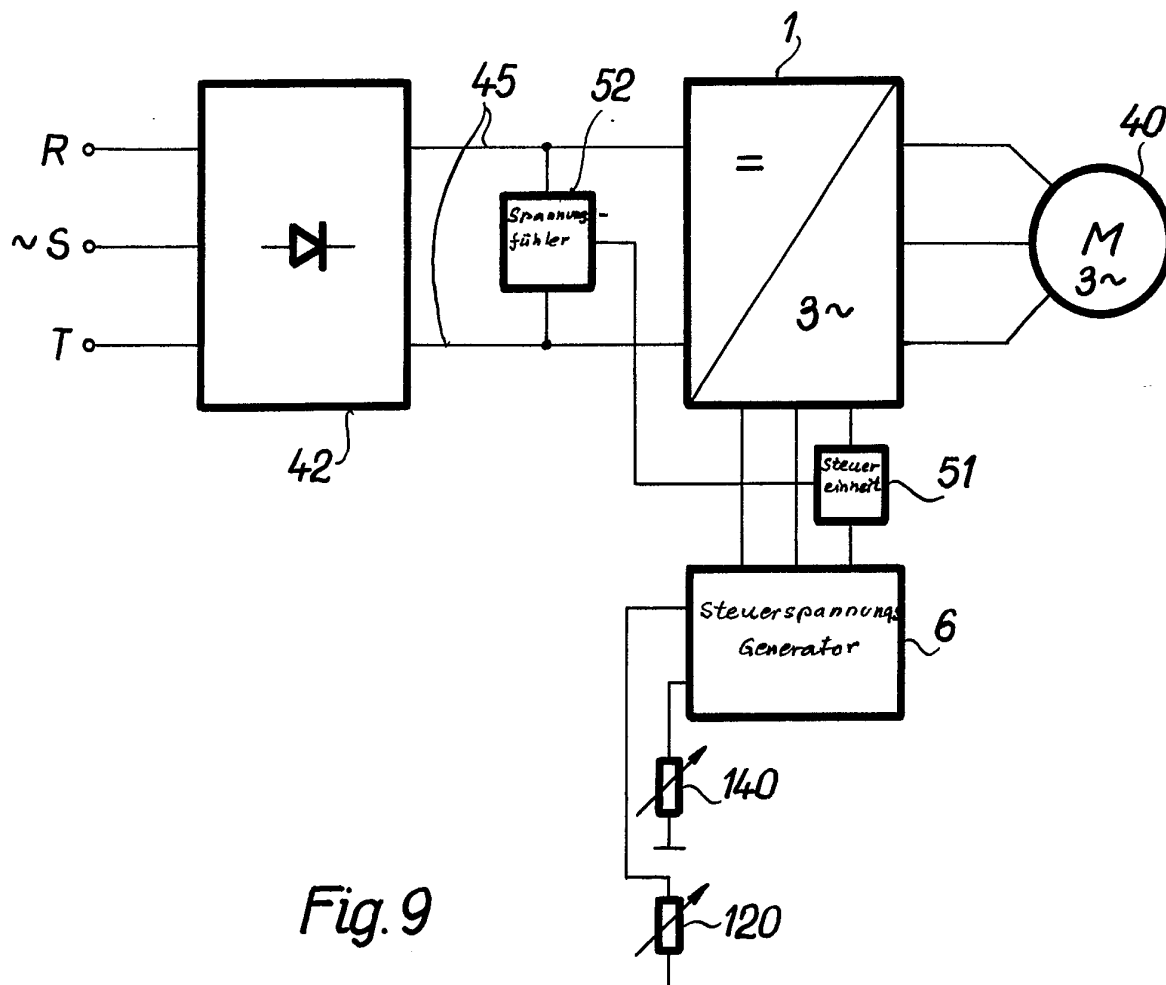


Fig. 9

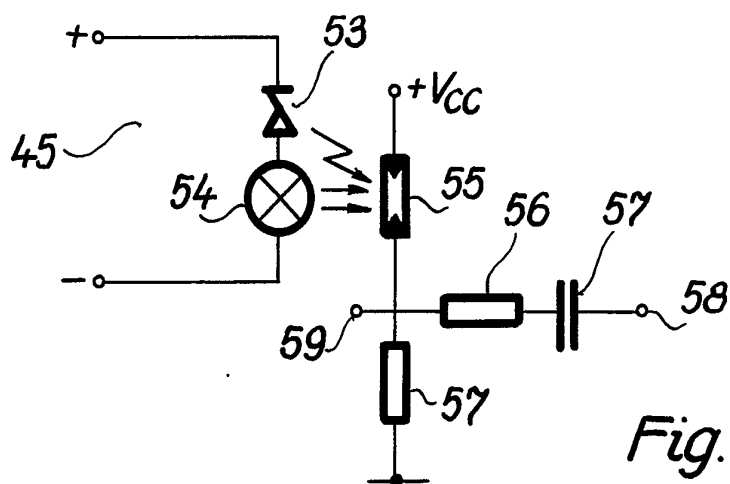


Fig. 9a

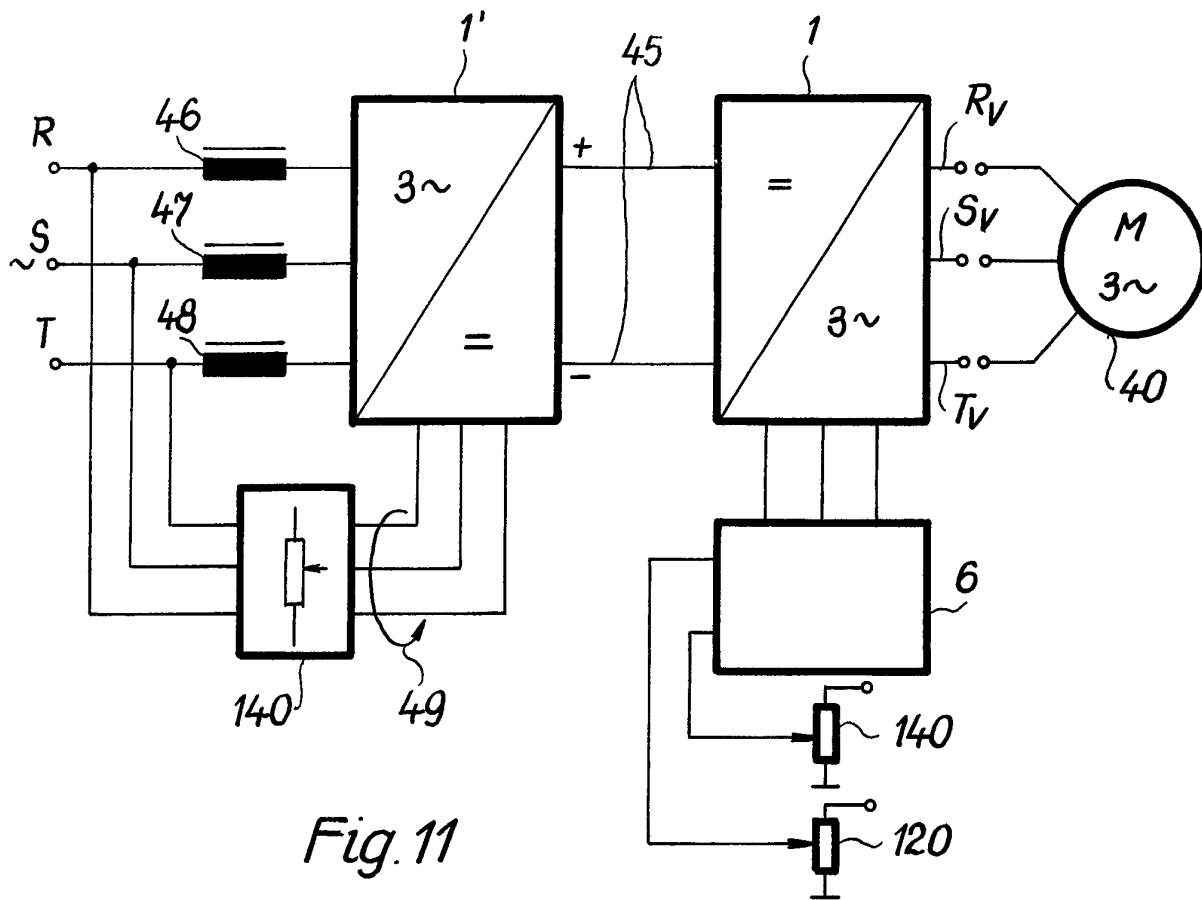


Fig. 11

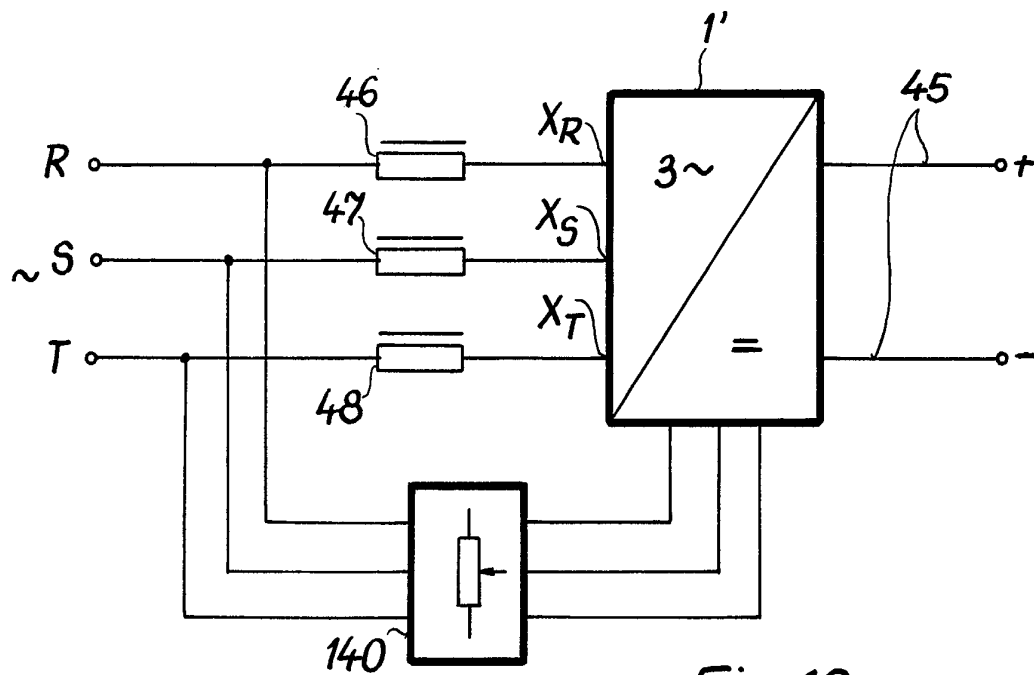


Fig. 10